Introducción a los sistemas de comunicaciones

Enric López i Rocafiguera
Pere Martí i Puig

PID_00185388

UOC
Universitat Oberta de Catalunya

Los textos e imágenes publicados en esta obra están sujetos –excepto que se indique lo contrario– a una licencia de Reconocimiento-Compartir igual (BY-SA) v.3.0 España de Creative Commons. Se puede modificar la obra, reproducirla, distribuirla o comunicarla públicamente siempre que se cite el autor y la fuente (FUOC. Fundació per a la Universitat Oberta de Catalunya), y siempre que la obra derivada quede sujeta a la misma licencia que el material original. La licencia completa se puede consultar en: http://creativecommons.org/licenses/by-sa/3.0/es/legalcode.ca

Índice

Introducción 5

Objetivos 6

1. Emisores y receptores 7
1.1. Emisor 7
1.2. Canal 8
1.3. Receptor 8

2. Parámetros característicos 10
2.1. Características del emisor 10
2.2. Características del receptor 10

3. Ruido 12
3.1. Ruido térmico 13
3.1.1. Tratamiento del ruido en elementos pasivos 14
3.2. Factor de ruido 16
3.2.1. Factor de ruido 16
3.3. La fórmula de Friis 18

4. Distorsión 21
4.1. Distorsión en dispositivos no lineales 21
4.2. Distorsión por ley cuadrática y cúbica 21
4.2.1. Distorsión por ley cuadrática 22
4.2.2. Distorsión por ley cúbica 23
4.2.3. Nivel de compresión 25
4.2.4. Productos de intermodulación 26
4.2.5. Punto de intercepción 27
4.2.6. Sistemas no lineales en cascada 28
4.2.7. Efecto de un atenuador sobre el punto de intercepción 29
4.2.8. Efecto de la selectividad sobre el punto de intercepción 30
4.3. Relación de rechazo y margen dinámico 31
4.3.1. Relación de rechazo a la salida 31
4.3.2. Relación de rechazo a la entrada 32
4.3.3. Margen dinámico libre de espurios 32
4.3.4. Margen dinámico 33

Resumen 35

Ejercicios de autoevaluación..... 37

Solucionario..... 40

Glosario..... 45

Bibliografía..... 47

Introducción

La transmisión de la información es un proceso de naturaleza estadística en el que la información que el emisor entrega al canal es recibida en el receptor degradada por el ruido, a menudo distorsionada y muy atenuada. Solo podrá ser recuperada en el receptor si la proporción entre la señal útil y el ruido supera ciertos umbrales. En todos los casos, además, tendrá que haber una etapa de amplificación que a continuación permita tratar la señal con el fin de recuperar el mensaje.

En este módulo, después de presentar los dispositivos emisor y receptor y detallar los parámetros característicos más relevantes que los especifican, destinamos dos apartados importantes a describir el comportamiento ante el ruido y las no-linealidades introducidas por los amplificadores y otros dispositivos presentes en estos equipos.

De hecho, destinamos una parte del módulo a explicar brevemente la naturaleza del ruido y cómo diseñar los sistemas para minimizar sus efectos. También veremos que, inevitablemente, los sistemas mismos generan más ruido. Saber la porción de ruido que añade cada etapa del sistema permite tener bajo control para mantener la relación entre la señal y el ruido tan elevada como sea posible, a pesar de saber que esta relación siempre empeora a medida que la señal es procesada. La otra parte del módulo está destinada a estudiar los efectos de las no-linealidades de los circuitos y cómo pueden distorsionar la señal estas no-linealidades. Los amplificadores, por ejemplo, son circuitos no lineales que, dentro de un cierto rango de funcionamiento, siguen un comportamiento casi lineal. Sin embargo, a partir de ciertos valores empiezan a perder estas propiedades de linealidad. Explicaremos que una de las características de los sistemas no lineales es que a su salida pueden presentar componentes frecuenciales no presentes a la entrada y originar así internamente una distorsión de la señal en el equipo mismo. En esta parte dedicaremos esfuerzos a cuantificar la no-linealidad de los dispositivos y también el efecto acumulativo que tienen debido al encadenamiento de etapas con características no lineales.

Objetivos

La intención de este módulo es determinar cómo afectan el ruido y las no-linealidades en una cabecera de radiofrecuencia. Para conseguirlo habrá que alcanzar los objetivos siguientes:

1. Conocer los elementos que forman los emisores y receptores de radiofrecuencia y sus principales parámetros característicos.

2. Saber caracterizar el ruido térmico que afecta a los sistemas de radiocomunicaciones.

3. Cuantificar el ruido que hay en cada punto del sistema.

4. Reconocer y caracterizar un sistema no lineal.

5. Analizar el efecto de la distorsión de orden cuadrático y cúbico.

6. Conocer y calcular los principales parámetros que caracterizan la distorsión.

7. Evaluar el ruido y la distorsión en un sistema formado por un conjunto de cuadripolos en cascada.

1. Emisores y receptores

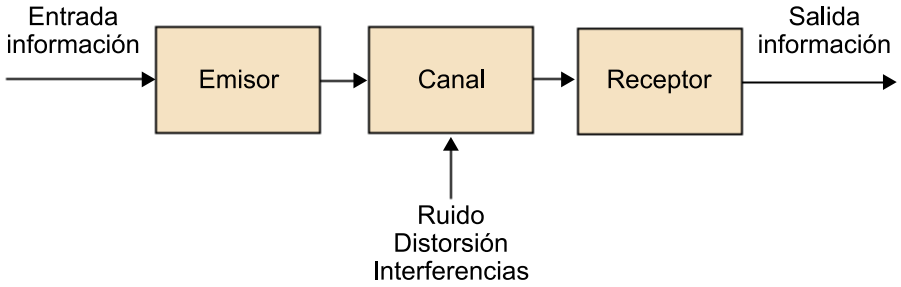
Un sistema de radiofrecuencia (RF[1]) tiene como objetivo transmitir la información generada en la fuente a su destino con la mejor calidad posible mediante ondas electromagnéticas. El mensaje es la manifestación física de esta información.

(1)RF es el acrónimo de *radiofrecuencia*.

Cualquier sistema de radiofrecuencia está formado por varios subsistemas que son comunes para llevar a cabo las diferentes funciones de conversión, filtrado, generación de portadora, amplificación, modulación o detección. La complejidad de estos sistemas de radiofrecuencia depende de las características que queramos que tenga en cuanto a banda de trabajo, alcance, precisión o protección frente al ruido, la distorsión y las interferencias debidas a señales externas.

Podemos representar un sistema de comunicación, tal como se muestra en la figura 1, con tres bloques básicos, el emisor, el canal y el receptor, que comentaremos por separado.

Figura 1. Diagrama de bloques simplificado de un sistema de comunicación.



1.1. Emisor

El emisor procesa la señal para que se pueda transmitir. La adapta a las características del canal; por lo tanto, básicamente consiste en poder llevar a cabo dos funciones:

1) Modular la información que va a transmitirse para trasladar el mensaje a las frecuencias que el canal menos atenúe. En esta etapa se genera la señal portadora que definirá la frecuencia a la que se hará la transmisión, y posteriormente esta portadora se modula de manera analógica o digital.

2) Amplificar la señal hasta los niveles de potencia necesarios para efectuar la transmisión. En este punto hay que tener muy en cuenta las señales no deseadas que se generan.

1.2. Canal

El canal es el medio de transmisión de la información entre el emisor y el receptor. En radiofrecuencia, este canal es el espectro radioeléctrico que se extiende desde frecuencias bajas de unos cuantos kilohercios (kHz) hasta unos cuantos centenares de gigahercios (GHz).

Banda de frecuencias más utilizada

Actualmente, la banda de frecuencias más utilizada se encuentra entre una decena de MHz y unos pocos GHz.

El canal deteriora la señal, puesto que introduce unas pérdidas y atenuaciones que reducen progresivamente la potencia y la calidad de la señal con la distancia. Además de atenuar, por el canal se introduce buena parte del ruido que afectará a la transmisión y de las interferencias producidas por las señales externas. Como es un medio no guiado, el canal varía continuamente e introduce distorsiones en la señal transmitida, y todavía más cuando varía la posición relativa entre emisor y receptor.

1.3. Receptor

La señal transmitida por el emisor es recibida por la antena receptora. El objetivo del receptor es extraer la información de la señal recibida, que ha llegado atenuada y distorsionada. Para extraer la información, el receptor consta básicamente de una etapa amplificadora y de otra que lleva a cabo la demodulación o detección, tal como se muestra en la figura 2.

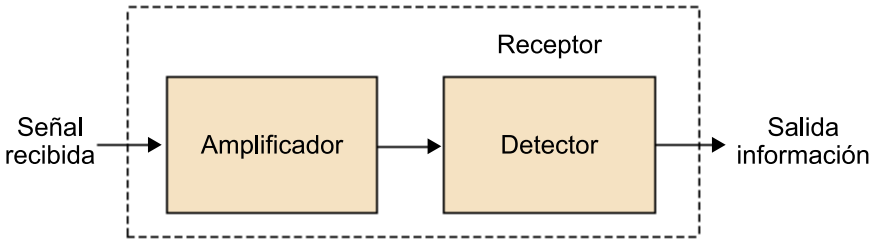
La **amplificación de la señal recibida** es la etapa que tiene que permitir amplificar la señal recibida para poder tratarla, y a la vez separarla de las señales no deseadas (ruido e interferencias). En esta etapa se utilizan filtros selectivos o circuitos adaptadores de impedancias.

La detección es la etapa que tiene el objetivo de recuperar la información a partir de la señal recibida, una vez la hemos separado de las señales no deseadas y hemos aumentado el nivel de señal. Está formada básicamente por el demodulador, que junto con otros subsistemas, nos permitirán recuperar la información transmitida.

Ved también

El resto de los subsistemas que, junto con el demodulador, permiten recuperar la información transmitida se estudian en los módulos "Subsistemas de radiocomunicaciones analógicos" y "Los sistemas de comunicaciones digitales".

Figura 2. Diagrama de bloques simplificado de un receptor.



El esquema de este receptor tiene el problema de que necesita un amplificador de ganancia muy elevada con un ancho de banda estrecho para poder recuperar la señal. Esto se tendría que hacer en varias etapas que habrían de estar

sintonizadas entre sí, es decir, que amplificaran en torno a la misma frecuencia. En la práctica no es posible a frecuencias elevadas y la solución es utilizar otro tipo de receptor, que es el receptor superheterodino.

El **receptor superheterodino** es un receptor basado en procesos consecutivos de conversión de frecuencia y de filtrado que eliminan la necesidad de sintonizar varias etapas amplificadoras.

El funcionamiento, tal como se observa en la figura 3, consiste en convertir la señal de RF obtenida en la antena y amplificada en una nueva frecuencia llamada frecuencia intermedia (FI[2]) utilizando un mezclador y un oscilador local (OL[3]). Un amplificador de FI tendrá mejores prestaciones de ganancia y de selectividad para poder amplificar más y eliminar mejor el ruido, la distorsión y las interferencias.

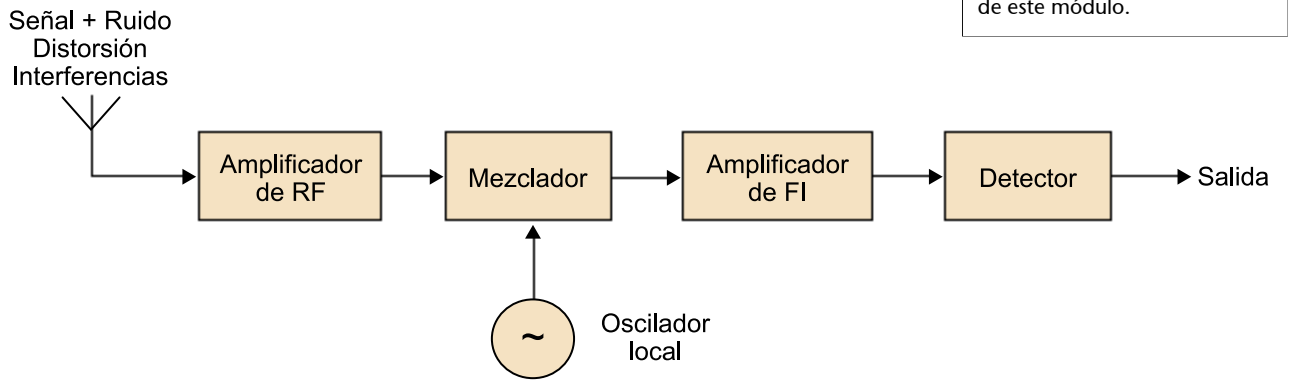
[2]FI es la sigla de la expresión *frecuencia intermedia*.

[3]OL es la sigla de la expresión *oscilador local*.

Ved también

El concepto de *selectividad* se define en el subapartado 2.2 de este módulo.

Figura 3. Diagrama de bloques de un receptor superheterodino



El principal problema del receptor superheterodino aparece debido a la necesidad de utilizar mezcladores.

Los **mezcladores** son dispositivos no lineales que generan ruido y distorsiones en la transmisión. Un factor que se tiene que tener en cuenta es la aparición de la **frecuencia imagen**, que es una frecuencia de entrada no deseada capaz de producir el mismo FI que la señal de entrada deseada.

2. Parámetros característicos

En este apartado definiremos algunas de las características comunes a los emisores y los receptores de radiofrecuencia.

2.1. Características del emisor

Las características del emisor hacen referencia a la radiación correcta de la señal y a la calidad de la transmisión. Las principales características son las siguientes:

- **Tipo de modulación utilizada** e **índice de modulación**.
- **Frecuencia de emisión** o frecuencia portadora.
- **Ancho de banda de la señal transmitida**, que puede serlo por la máxima desviación de frecuencia, es decir, por la diferencia entre la frecuencia portadora y la máxima frecuencia instantánea de la señal modulada.
- **Potencia de emisión**. El amplificador ha de generar la potencia necesaria para poder lograr el alcance del enlace, pero con el máximo rendimiento.
- **Emisiones no deseadas**. Son un parámetro básicamente relacionado con el amplificador de potencia, que tiene que generar la potencia deseada con la mínima distorsión. El emisor emite señales con frecuencias diferentes a la portadora debidas a la no-linealidad del proceso de modulación y amplificación de la señal.

2.2. Características del receptor

Las características del receptor también hacen referencia a la parte de la señal de radio y a la capacidad de recuperar la información de la señal recibida. Se pueden sintetizar en estos tres parámetros:

1) Sensibilidad. Es el parámetro principal de un receptor. Es la potencia mínima de entrada al receptor para que el sistema funcione correctamente. La sensibilidad depende del ruido y las interferencias que llegan con la señal, y también es muy importante el ruido que se genera en el propio receptor y que depende, tal como veremos en este mismo módulo, de las etapas más cercanas a la antena receptora.

2) Selectividad. Es la capacidad de separar la señal útil de las señales interferentes situadas en frecuencias cercanas. Mediante el filtrado el receptor tiene que poder eliminar las señales que pueden provocar interferencias.

3) Fidelidad. Es la capacidad del receptor de recibir y detectar la señal sin distorsión. Los elementos que forman el receptor tienen que minimizar la distorsión que generan y las interferencias sobre la señal.

3. Ruido

El ruido es una señal perturbadora que se superpone a la señal que lleva la información o señal útil.

El ruido dificulta el proceso de extracción de la información. Como el ruido es un fenómeno aleatorio, solo admite un tratamiento estadístico.

Desde el punto de vista de los sistemas de comunicaciones clasificamos el ruido en externo e interno.

El **ruido externo** es captado principalmente por la antena y puede provenir de otros sistemas de comunicaciones, de redes de distribuciones eléctricas, de la actividad industrial (funcionamiento de motores, circuitos de conmutación, maquinaria con actividad electromagnética, etc.). Además del ruido generado por la actividad humana, el ruido externo puede provenir de fuentes naturales. Tal es el caso del ruido debido a la actividad solar, el ruido cósmico, el ruido de origen atmosférico (debido a la actividad eléctrica de la atmósfera) o el producido por la misma Tierra. El ruido externo depende del ambiente radioeléctrico donde está instalado nuestro sistema, así como de las características del diagrama de radiación de las antenas y, a menudo, de factores que no podemos controlar.

Diagrama de radiación de una antena

El diagrama de radiación de una antena es la función que determina las características direccionales de la antena, entre las cuales figuran los lóbulos principales, los lóbulos secundarios y los ceros de radiación. Fijada una orientación, los lóbulos determinan las direcciones del espacio de máxima sensibilidad. Los ceros, por el contrario, determinan las direcciones de las que la antena no puede captar (o enviar) señal.

El **ruido interno** se genera en el interior de los equipos y es debido a la presencia de elementos tanto pasivos como activos. En el caso de los elementos pasivos la naturaleza del ruido es principalmente de tipo térmico. De hecho, el ruido térmico, que detallaremos en este apartado, lo encontramos siempre en los equipos, puesto que se genera en la parte resistiva de los dispositivos (resistencias, bobinas y condensadores, líneas de transmisión, etc.) cuando estos dispositivos están a una temperatura superior a 0 K. Los dispositivos activos, que para funcionar necesitan la alimentación de una fuente externa, como por ejemplo los amplificadores, también generan ruido. En este caso la mayor parte del ruido se genera en los semiconductores. Como variedades más relevantes detallamos el ruido impulsivo[4], el ruido de recombinación, el ruido debido al efecto alud y el ruido parpadeante[5].

(4)En inglés, *shot*.

(5)En inglés, *flicker*.

Conocer el comportamiento del ruido interno en los dispositivos de comunicaciones es clave para hacer un buen diseño y una adecuada utilización posterior de los equipos. En este punto el ingeniero tiene mucho que decir.

Hay que tener presente que la cabecera de radio[6] (formada por los filtros, amplificadores, osciladores, mezcladores, etc., que hay entre la antena y el circuito de frecuencia intermedia) tiene por finalidad adaptar la señal recibida por la antena al demodulador con la mejor relación señal-ruido posible con objeto de obtener una probabilidad de error óptima (tan pequeña como sea posible).

(6)En inglés, *front end.*

Dado que cualquier elemento presente en los equipos de comunicaciones, sea pasivo o activo, genera ruido, resulta de la máxima importancia determinar las características de cada bloque para mantener el ruido controlado.

3.1. Ruido térmico

Como el ruido térmico es el ruido que domina en la mayoría de los sistemas, presentamos algunas de sus características.

El ruido térmico es originado por el movimiento aleatorio de los electrones presentes en cualquier medio conductor. Este ruido térmico, e_n, se puede modelar como un proceso estocástico gaussiano de media cero y densidad espectral de potencia constante. Esta caracterización está muy ajustada en el rango que va desde muy bajas frecuencias hasta frecuencias de 10^{13} Hz.

Movimiento aleatorio de los electrones

Se sabe que el ruido térmico es originado por el movimiento aleatorio de los electrones presentes en cualquier medio conductor gracias a las observaciones de Johnson y Nyquist (1928), que observaron que la velocidad de los electrones es proporcional a la temperatura del conductor. De ahí su nombre de *ruido térmico.*

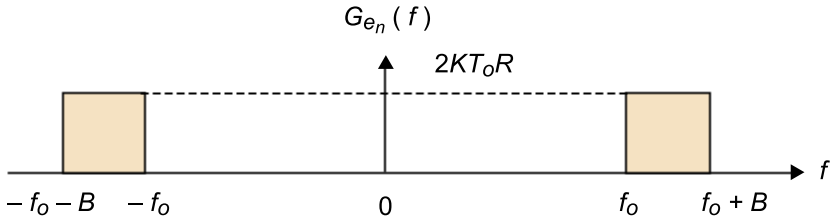
La densidad espectral de la potencia del ruido $G_{e_n}(f)$, en el marco de las frecuencias descritas, se ajusta a la expresión:

$$G_{e_n}(f) = 2KT_oR \left[\frac{\mathrm{V}^2}{\mathrm{Hz}}\right] \qquad 1.1$$

donde K es la constante de Boltzman ($1{,}38 \cdot 10^{-23}$ J/K), R es la resistencia del conductor y T_o, su temperatura en K.

En un sistema paso banda que trabaje a la frecuencia comprendida entre f_o y $f_o + B$, donde B es el ancho de banda del sistema, corresponde una densidad espectral de ruido constante dentro de la banda, tal como se representa en la figura 4.

Figura 4. Densidad espectral de la potencia del ruido térmico originado por el movimiento aleatorio de los electrones.



Al ruido con densidad espectral de potencia constante corresponde una función de densidad de probabilidad gaussiana de media cero y varianza σ^2, según la función:

$$f(x)=\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}}e^{-\frac{x2}{2\sigma2}} \qquad 1.2$$

Para un proceso como este, de media cero, la varianza se puede calcular de la manera siguiente:

$$\sigma^2_{e_n}=E[e^2_n] \qquad 1.3$$

donde E[ ] es la esperanza. $\sigma^2_{e_n}$ se interpreta como la potencia del ruido sobre una resistencia unitaria. Las unidades son W (V^2/Ω). Esta potencia de ruido se puede calcular también como la integral de la densidad espectral de potencia dentro del margen de las frecuencias de trabajo.

Así, pues, si cogemos la densidad espectral representada en la figura 4, tendremos:

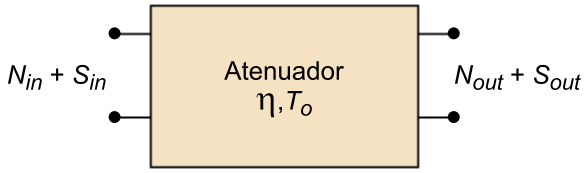
$$\sigma^2 e_n=\int_{-\infty}^{\infty}G_{e_n}(f)df=2\int_{f_o}^{f_o+B}G_{e_n}(f)df=4KT_oRB\ \ [\mathrm{W}] \qquad 1.4$$

De esta expresión vemos, por lo tanto, que minimizaremos el ruido térmico si el sistema se ajusta al ancho de banda mínimo requerido y trabajamos con valores de impedancia bajos y temperatura baja (mucho mejor cuanto más cerca de 0 K).

3.1.1. Tratamiento del ruido en elementos pasivos

Consideremos el cuadripolo atenuador de la figura 5, que se encuentra a una temperatura física T_o. La ganancia de atenuación que presenta vale η, de forma que η es un valor entre 0 y 1 ($0 < \eta \leq 1$). La atenuación L es el inverso de la ganancia de atenuación: $L = 1/\eta$.

Figura 5. Representación de un elemento pasivo caracterizado



La figura representa un elemento pasivo caracterizado a efectos de ruido por los parámetros η y T_o cuando a la entrada se aplica una señal útil de potencia S_{in} con presencia de un ruido de potencia N_{in}. S_{out} es la porción de potencia correspondiente a la señal útil de salida y N_{out}, la correspondiente a la del ruido de salida.

Consideremos que a su entrada hay un componente de señal con potencia S_{in} y un componente de ruido con potencia N_{in}. Tenemos, por lo tanto, una relación señal-ruido a la entrada de S_{in}/N_{in}. A la salida, el componente de señal lo encontramos atenuado por el factor η, $S_{out} = \eta S_{in}$ (como esperábamos). El ruido a la salida, sin embargo, se incrementa más allá del valor ηS_{in}. La relación es la siguiente:

$$N_{out} = \eta N_{in} + KT_o(1-\eta)B \qquad 1.5$$

Donde el término $KT_o(1–\eta)B$ representa la porción de ruido añadido por el atenuador. K es la constante de Boltzman, T_o la temperatura física del dispositivo, η la ganancia de atenuación y B el ancho de banda utilizado.

Vemos, por lo tanto, que la relación señal-ruido en la salida empeora según la ecuación 1.6.

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{out} = \left(\frac{\eta S_{in}}{\eta N_{in} + KT_o(1-\eta)B}\right) = \left(\frac{S_{in}}{N_{in} + KT_o(L-1)B}\right) \qquad 1.6$$

El hecho de incluir un elemento pasivo en la cadena de procesamiento de la señal siempre empeora la relación señal-ruido.

El término $T_o(L – 1)$ que aparece en la expresión anterior es conocido con el nombre de **temperatura equivalente de ruido**, T_{eq}, puesto que tiene unidades de K (porque L es una magnitud sin dimensiones).

$$T_{eq} = T_o(L-1) \ [K] \qquad 1.7$$

Conociendo el ancho de banda de la comunicación, la temperatura equivalente nos proporciona una manera rápida de calcular la degradación de la relación señal-ruido a la salida (la ecuación 1.8).

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{out} = \left(\frac{S_{in}}{N_{in} + KT_{eq}B}\right) \qquad 1.8$$

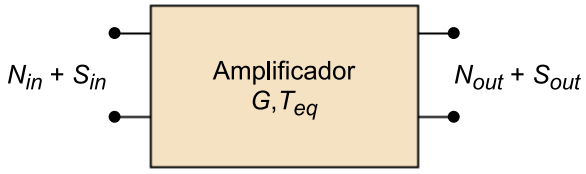
3.2. Factor de ruido

Para la caracterización del ruido en cuadripolos activos, los fabricantes, además de proporcionar la ganancia G del dispositivo, nos dan la temperatura equivalente de ruido T_{eq}.

T_{eq} se define como la temperatura a la cual tiene que estar un dipolo pasivo de la misma impedancia que el dipolo activo que analizamos para que genere a la salida la misma densidad espectral de potencia que este dipolo activo.

Fijaos en el esquema del amplificador de la figura 6.

Figura 6. Representación de un elemento activo.



La figura representa un elemento activo caracterizado a efectos de ruido por los parámetros G y T_{eq} cuando a la entrada se aplica una señal útil de potencia S_{in} con un ruido de potencia N_{in}. S_{out} es la porción de potencia correspondiente a la señal útil de salida y N_{out}, la correspondiente a la del ruido de salida.

Si tenemos, por lo tanto, la ganancia G y la temperatura equivalente T_{eq}, la relación señal-ruido a la salida de los dispositivos activos se calculará de manera directa según la ecuación 1.9.

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{out} = \frac{GS_{in}}{GN_{in} + GKT_{eq}B} = \frac{S_{in}}{N_{in} + KT_{eq}B} \qquad 1.9$$

Se evidencia en este caso que la porción de potencia de ruido que añade el amplificador N_a sigue la expresión de la ecuación 1.10.

$$N_a = GKT_{eq}B \qquad 1.10$$

3.2.1. Factor de ruido

En vez de utilizar la temperatura equivalente del cuadripolo que se va a caracterizar, los fabricantes utilizan un parámetro equivalente que se conoce como *factor de ruido*.

El **factor de ruido** (F) de un cuadripolo se define como la relación entre la potencia de ruido a la salida del cuadripolo y la que habría si el cuadripolo no fuera ruidoso. Esta medida se toma siempre con adaptación de impedancias y a una temperatura física de T_o = 290 K.

290 K

El valor de temperatura de 290 K se toma por convenio como el valor de la temperatura ambiente.

El factor de ruido siempre es mayor que 1. Únicamente si el cuadripolo es ideal y no introduce ruido alcanzará el valor $F = 1$. Los fabricantes no suelen dar F en lineal sino que lo proporcionan en dB (10 veces su logaritmo en base 10, tal como se presenta en la ecuación 1.11).

La nueva magnitud se suele conocer como **figura de ruido** (*NF*), a pesar de que, a menudo, por abuso de lenguaje, es común que se la continúe llamando *factor de ruido*. Su ecuación es:

$$NF = 10\log_{10}(F) \ \ [\text{dB}] \qquad 1.11$$

Los equipos poco ruidosos tienen figuras de ruido inferiores a 1 dB. Los valores entre 1 dB y 2 dB se pueden considerar aceptables. Por encima de 3 dB, los equipos empiezan a ser muy ruidosos. El factor de ruido cuantifica la degradación de la relación señal-ruido de la salida respecto a la de la entrada.

Directamente de la definición tenemos que el factor de ruido se expresa tal como se muestra en la ecuación 1.12.

$$F = \left.\frac{\left(\frac{S}{N}\right)_{in}}{\left(\frac{S}{N}\right)_{out}}\right|_{T_o=290\,K} \qquad 1.12$$

El factor de ruido es un parámetro muy utilizado, pero tiene la limitación de que está definido para una temperatura de entrada de $T = 290$ K, que denominamos T_o. Para un estudio más general hay que recurrir a la temperatura equivalente de ruido vista al principio del apartado.

$$F = 1 + \frac{T_{eq}}{T_o} \quad \text{cuando} \quad T_o = 290\,K \qquad 1.13$$

O dicho de otro modo:

$$T_{eq} = T_o(F-1) \quad \text{cuando} \quad T_o = 290\,K \qquad 1.14$$

En orden al análisis del ruido en los equipos de comunicaciones, los cables, las líneas de transmisión y los filtros pasivos se caracterizan como cuadripolos pasivos. En este caso, pues, el factor de ruido es igual al valor de atenuación, que atenúa en un factor L la señal pero mantiene el ruido. El uso de atenuadores es muy crítico sobre todo si son el primer elemento de una cadena.

Adaptación de impedancias

La adaptación de impedancias es la condición que se cumple cuando la impedancia de salida de un circuito (bloque) es igual al valor conjugado de la impedancia de entrada del circuito (o bloque) que continúa en la cadena. Recordemos que esta condición garantiza la máxima transferencia de potencia entre bloques.

Nota

De la relación de la ecuación 1.14, utilizando la relación presentada en la ecuación 1.7, vemos que cuando la temperatura de un cuadripolo pasivo es de 290 K el factor de ruido que tiene es L (la atenuación).

Ejemplo 1

Un amplificador tiene una figura de ruido de 9,031 dB, una ganancia de potencia de 40 dB y un ancho de banda de 10 kHz. Ahora determinaremos la temperatura de ruido y la potencia de ruido a la salida cuando el amplificador está acoplado a una resistencia de entrada de temperatura de 2.900 K (esta resistencia de entrada puede representar, por ejemplo, una antena y la línea de transmisión correspondiente).

Tenemos una figura de ruido de NF = 9,301 dB que se corresponde con un valor de 8 en lineal. A la vez, a la ganancia de G = 40 dB corresponde un valor de 10^4 en lineal. La temperatura de la resistencia de entrada, que denominaremos T_a, vale 2.900 K y la temperatura ambiente T_o vale 290 K (tal como se establece por convenio).

La temperatura equivalente del amplificador, tal como hemos visto en 1.14, vale:

$$Teq = T_O(F-1) = 290(8-1) = 2.030\,K \qquad 1.15$$

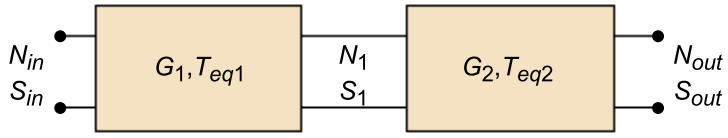
De la expresión central 1.9, en concreto del denominador, tenemos que la potencia de ruido a la salida es la potencia de ruido a la entrada amplificada más la porción de potencia añadida por el amplificador, $GKT_{eq}B$. Esto es:

$$\begin{aligned} N_O &= GN_{in} + GKT_{eq}B \\ &= GK(T_a + T_{eq})B \\ &= 10^4 \cdot 1{,}38 \times 10^{-23} \cdot (2900 + 2030) \cdot 10^4 \\ &= 6{,}8 \cdot 10^{-12}\ \text{W} \end{aligned} \qquad 1.16$$

3.3. La fórmula de Friis

En muchos casos prácticos es interesante cuantificar el comportamiento de un sistema formado por una cadena de diferentes bloques, cada uno caracterizado por su ganancia G y su temperatura equivalente de ruido T_{eq}. Si un bloque o más de un bloque de la cadena en cuestión es un bloque atenuador asignamos un valor $G = \eta$ con una temperatura equivalente $T_{eq} = T_o(1 - \eta)$. Supongamos inicialmente el caso de dos bloques tal como se representa en la figura 7, donde a la entrada encontramos un componente de señal S_{in} y un componente de ruido N_{in}.

Figura 7. Representación del encadenamiento de dos bloques caracterizados a efectos de ruido por sus parámetros G_1 y T_{eq1} y G_2 y T_{eq2}



Sabiendo que a la salida del primer cuadripolo tenemos una potencia de ruido y de señal según la ecuación 1.17:

$$N_1 = G_1N_{in} + G_1KT_{eq1}B \text{ y } S_1 = G_1S_{in} \qquad 1.17$$

Siendo N_1 y S_1 ahora las entradas del segundo bloque, tenemos:

$$\begin{aligned} N_{out} &= G_2 N_1 + G_2 K T_{eq2} B \\ &= G_2\left(G_1 N_{in} + G_1 K T_{eq1} B\right) + G_2 K T_{eq2} B \\ &= G_2 G_1 N_{in} + G_2 G_1 K\left(T_{eq1} + \frac{T_{eq2}}{G_1}\right) B \end{aligned} \qquad 1.18$$

Mientras que para el componente de la señal tenemos:

$$S_{out} = G_2 S_1 = G_2 G_1 S_{in} \qquad 1.19$$

De estas dos expresiones vemos que el conjunto de los cuadripolos puede ser analizado como un único cuadripolo de ganancia $G = G_2 G_1$ y temperatura equivalente:

$$T_{eq} = T_{eq1} + \frac{T_{eq2}}{G_1} \qquad 1.20$$

Siguiendo este mismo procedimiento podemos incorporar un nuevo cuadripolo, el cuadripolo 3, con T_{eq3} y G_3, y determinar la ganancia y la temperatura de ruido equivalente de un único cuadripolo que se comportara de manera equivalente al conjunto de los tres. De hecho, resulta sencillo encontrar la generalización de este resultado para N cuadripolos, cada uno con ganancia G_i y temperatura de ruido T_{eqi}, donde i va de 1 a N. El conjunto se comporta como un bloque de ganancia:

$$G = G_N \cdots G_2 G_1 \qquad 1.21$$

Y una temperatura de ruido equivalente:

$$T_{eq} = T_{eq1} + \frac{T_{eq2}}{G_1} + \frac{T_{eq3}}{G_2 G_1} + \ldots + \frac{T_{eqN}}{G_{N-1} \cdots G_2 G_1} \qquad 1.22$$

Si queremos encontrar una expresión equivalente para el factor de ruido, simplemente hemos de recordar la relación que tiene con la temperatura equivalente:

$$F = 1 + \frac{T_{eq}}{T_o} \quad (T_o = 290\,\mathrm{K}) \qquad 1.23$$

De manera que al dividir ambos mienbros de la ecuación 1.22 por T_o se obtiene:

$$\frac{T_{eq}}{T_o} = \frac{T_{eq1}}{T_o} + \frac{\frac{T_{eq2}}{T_o}}{G_1} + \frac{\frac{T_{eq3}}{T_o}}{G_2 G_1} + \ldots + \frac{\frac{T_{eqN}}{T_o}}{G_{N-1} \cdots G_2 G_1} \qquad 1.24$$

Añadiendo 1 a ambos lados, tenemos:

$$1+\frac{T_{eq}}{T_o}=1+\frac{T_{eq1}}{T_o}+\frac{\frac{T_{eq2}}{T_o}}{G_1}+\frac{\frac{T_{eq3}}{T_o}}{G_2G_1}+\ldots+\frac{\frac{T_{eqN}}{T_o}}{G_{N-1}\cdots G_2G_1} \qquad 1.25$$

Aplicando la definición 1.23, obtenemos:

$$F=F_1+\frac{F_2-1}{G_1}+\frac{F_3-1}{G_2G_1}+\ldots+\frac{F_N-1}{G_{N-1}\cdots G_2G_1} \qquad 1.26$$

La ecuación de las ganancias queda inalterada.

Ejemplo 2

Necesitamos conectar una antena a un receptor de factor de ruido F_R mediante un cable largo con una atenuación $L = 1/\eta$. Consideramos dos situaciones. La primera consiste en hacer una conexión directa del receptor mediante el cable. La segunda, justo después de la antena y antes del cable, incorpora un amplificador de bajo ruido de ganancia G_A y factor de ruido F_A. Determinad el factor de ruido en cada caso.

Antes de nada, determinamos el factor de ruido del cable. De la ecuación 1.7 sabemos que su temperatura equivalente vale $T_{eq_c} = T_o(L - 1)$. Aplicando la definición del factor de ruido dada en 1.13 obtenemos que $F_c = L$. De la fórmula de Friis (1.26) obtenemos el factor de ruido del conjunto cable más receptor:

$$F=L+\frac{F_R-1}{\frac{1}{L}}=LF_R \qquad 1.27$$

En el segundo caso, con la inclusión del amplificador de bajo ruido al principio de la cadena, tenemos que el factor de ruido vale:

$$F=F_A+\frac{L-1}{G_A}+\frac{F_R-1}{\frac{1}{L}G_A} \qquad 1.28$$

Notemos, en el primer caso, que el factor de ruido del receptor queda multiplicado directamente por la atenuación del cable. Si esta atenuación es muy grande, el factor de ruido del conjunto crece de manera descomunal. En el segundo caso, si la ganancia del preamplificador G_A es grande, como es habitual en este tipo de amplificadores, el segundo y el tercer término de la expresión se reducen hasta el punto de que pueden despreciarse. Entonces, el factor de ruido del conjunto toma un valor muy cercano a F_A. Notemos, en este segundo caso, que el factor de ruido del conjunto puede mejorar el valor de F_R.

Actividad 1

Considerad el enunciado del ejemplo 2 con los valores siguientes: $F_R = 10$, $F_A = 1{,}5$ y $G_A = 100$. Buscad los valores del factor de ruido para los dos casos planteados cuando L, la atenuación que introduce la línea de transmisión, toma los valores siguientes: 2,5, 5, 10, 20 y 40. En vista de los resultados obtenidos, ¿qué regla de diseño podéis inferir en relación con los atenuadores?

4. Distorsión

Entendemos por *distorsión* la alteración no deseada de la señal original debida al sistema mismo.

Las funciones de transferencia de los dispositivos reales solo son lineales en una primera aproximación. En realidad, están formados por componentes activos con características no lineales que introducen distorsión.

Según cómo sea la función de transferencia, podemos considerar los dispositivos:

- **Lineales**: la salida depende linealmente de la entrada, es decir, la salida se diferencia de la entrada en un factor de amplitud (k) y de retraso en el tiempo (τ). La salida $y(t)$ es, idealmente:

$$y(t) = kx(t-\tau) \qquad 1.29$$

- **No lineales**: teniendo en cuenta que el sistema es sin memoria e invariante en el tiempo, un sistema no lineal se puede modelar mediante un modelo polinómico, es decir, la salida se puede obtener según las potencias de la entrada:

$$y(t) = k_1x(t) + k_2x^2(t) + k_3x^3(t) + k_4x^4(t) + \ldots \qquad 1.30$$

Sistema sin memoria

Un sistema sin memoria es un sistema donde la salida solo depende de la entrada en el mismo instante.

Sistema invariante

Un sistema es invariante en el tiempo si las características que tiene no varían con un desplazamiento en el tiempo.

4.1. Distorsión en dispositivos no lineales

El primer término de la ecuación polinómica de la expresión 1.30 corresponde a la respuesta lineal. La constante k_1 corresponde a la ganancia del dispositivo. El resto de los términos corresponden a los de distorsión no lineal. Los principales términos en la distorsión no lineal corresponden a los de segundo y tercer orden. Según el término dominante, hablamos de **dispositivos no lineales de ley cuadrática** (orden 2) o **de ley cúbica** (orden 3).

4.2. Distorsión por ley cuadrática y cúbica

Si aplicamos una señal sinusoidal pura, $x(t)$, al modelo no lineal:

$$x(t) = A\cos(\omega_0 t) \qquad 1.31$$

$$y(t) = k_1x(t) + k_2x^2(t) + k_3x^3(t) + k_4x^4(t) + \ldots \qquad 1.32$$

obtendremos a la salida varios componentes en diferentes frecuencias:

$$y(t)=\frac{k_2}{2}A^2+\left(k_1+\frac{3k_3A^2}{4}\right)A\cos(\omega_0 t)+\frac{k_2A^2}{2}\cos(2\omega_0 t)+\frac{k_3A^3}{4}\cos(3\omega_0 t)+\ldots \qquad 1.33$$

En la fórmula 1.33 observamos que aparece un componente de continua debido a la distorsión de segundo orden que puede eliminarse fácilmente. El segundo componente corresponde a la respuesta lineal, también denominada **fundamental**, formada por dos términos, la ganancia k_1 y un término proporcional al cubo de la amplitud. La constante k_3 tiene el signo contrario de k_1 y suele ser negativa, por lo que este segundo término produce una reducción de la ganancia del término fundamental.

El resto de componentes son los **armónicos** de la frecuencia de la señal de entrada que aumentan la amplitud proporcionalmente a la potencia correspondiente al orden del armónico.

En este apartado de distorsión tenemos que trabajar con relaciones no lineales entre potencias, por lo que trabajaremos con potencias normalizadas ($R = 1\ \Omega$). A la vez, para poder trabajar con tanta variedad de potencias emplearemos una nomenclatura uniforme utilizando la letra P y diferenciaremos las potencias de la señal, interferentes o de ruido mediante el subíndice correspondiente.

4.2.1. Distorsión por ley cuadrática

Si tenemos en cuenta el término lineal y la distorsión de orden 2 –por lo tanto, el primero y el segundo término de la expresión 1.30–, podemos expresar la potencia de los diferentes componentes en escala logarítmica según la potencia de entrada.

Las expresiones de la potencia del término fundamental (P_o) y del segundo armónico (P_2) según la señal de entrada (P_i) son:

$$P_o(\text{dBm})=G(\text{dB})+P_i(\text{dBm}) \qquad 1.34$$

$$P_2(\text{dBm})=G_2(\text{dB})+2P_i(\text{dBm}) \qquad 1.35$$

donde:

$$P_i(\text{dBm})=10\log\frac{A^2}{2\cdot 10^{-3}} \qquad 1.36$$

es la potencia de la señal de entrada en dBm, referida por lo tanto a 1 mW. A la vez, definimos las ganancias del término fundamental (G) y del segundo armónico (G_2) como:

$$G(\text{dB}) = 10\log k_1 \qquad 1.37$$

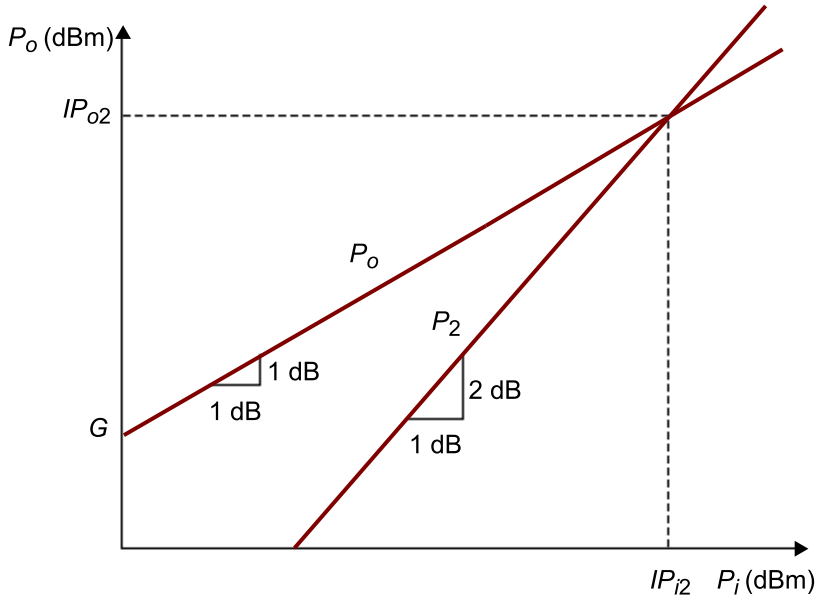
$$G_2(\text{dB}) = 10\log\frac{k_2^2}{2} \qquad 1.38$$

En la figura 8 tenemos representadas las potencias de los componentes de salida según la potencia de entrada y observamos que obtenemos dos rectas con pendientes 1 y 2, respectivamente, con un punto de cruce definido por (IP_{o2}, IP_{i2}).

Ved también

El punto de intercepción se estudia en el subapartado 4.2.5 de este módulo.

Figura 8. Representación de los términos de potencia de salida según la potencia de entrada para una distorsión de orden 2.



4.2.2. Distorsión por ley cúbica

Para la distorsión de orden 3, en el componente fundamental aparece un término que reduce la ganancia según la amplitud al cuadrado de la señal de entrada que satura el valor de la potencia a la salida, tal como observamos en el segundo sumando de la expresión 1.33, que mostramos en la fórmula 1.39.

$$\left(k_1 + \frac{3k_3A^2}{4}\right)A\cos(\omega_0 t) \qquad 1.39$$

Si despreciamos el término que produce esta reducción o saturación, es decir, si:

Saturación

La saturación es la pérdida de linealidad de la ganancia según la potencia de la señal de entrada, que provoca un aumento más lento del valor de la potencia a la salida que en el caso ideal.

$$\frac{3k_3A^2}{4k_1} << 1 \qquad 1.40$$

obtenemos la potencia del término fundamental (P_o) y del tercer armónico (P_3) en escala logarítmica según la potencia de entrada (P_i):

$$P_o(\text{dBm}) = G(\text{dB}) + P_i(\text{dBm}) \qquad 1.41$$

$$P_3(\text{dBm}) = G_3(\text{dB}) + 3P_i(\text{dBm}) \qquad 1.42$$

donde:

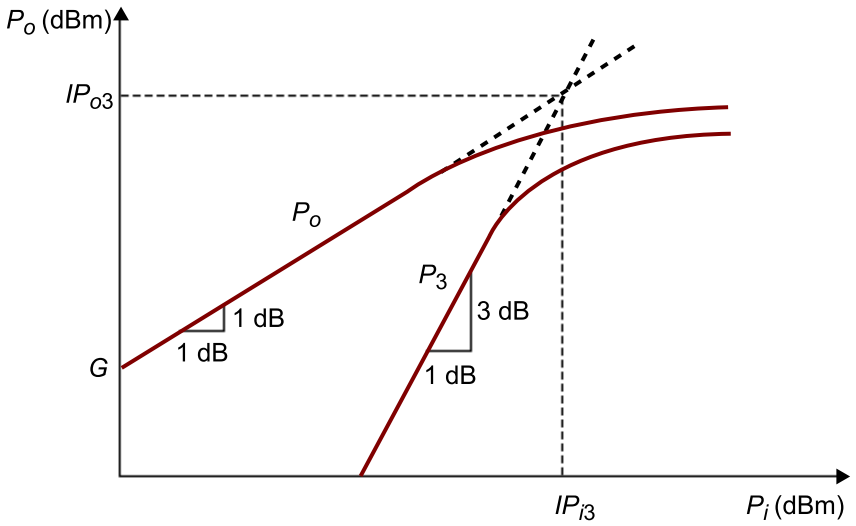
$$P_i(\text{dBm}) = 10\log\frac{A^2}{2\cdot 10^{-3}} \qquad 1.43$$

es la potencia de la señal de entrada en dBm, G es la ganancia del término fundamental y G_3 es la ganancia del armónico de orden 3, definida como:

$$G_3(\text{dB}) = 20\log\frac{k_3}{2} \qquad 1.44$$

Si tenemos en cuenta el término de saturación, observamos que la potencia de la señal de salida del término fundamental (P_o) deja de crecer proporcionalmente a la señal de entrada (P_i), tal como vemos en la figura 9.

Figura 9. Representación de los términos de potencia de salida según la potencia de entrada para una distorsión de orden 3.



En este caso también observamos que si las potencias de salida de los términos fundamental y del armónico continuaran creciendo linealmente se cruzarían en un punto definido por (IP_{o3}, IP_{i3}) que definiremos en el subapartado 4.2.5.

4.2.3. Nivel de compresión

Para poder medir la saturación se define el **nivel de compresión a 1 dB**, P_{1dB}, que es el nivel de potencia de señal a la entrada en el cual la ganancia a la salida se ha reducido un decibelio debido al segundo sumando de la expresión 1.33. Si sacamos el factor común de la constante k_1, el término que queda se muestra en la ecuación 1.45.

$$\left(1+\frac{3k_3A^2}{4k_1}\right) \qquad 1.45$$

Este valor se puede obtener de igualar a un decibelio el resultado de la diferencia de las potencias de salida tanto si suponemos saturación como si no. De aquí se obtiene la expresión 1.46:

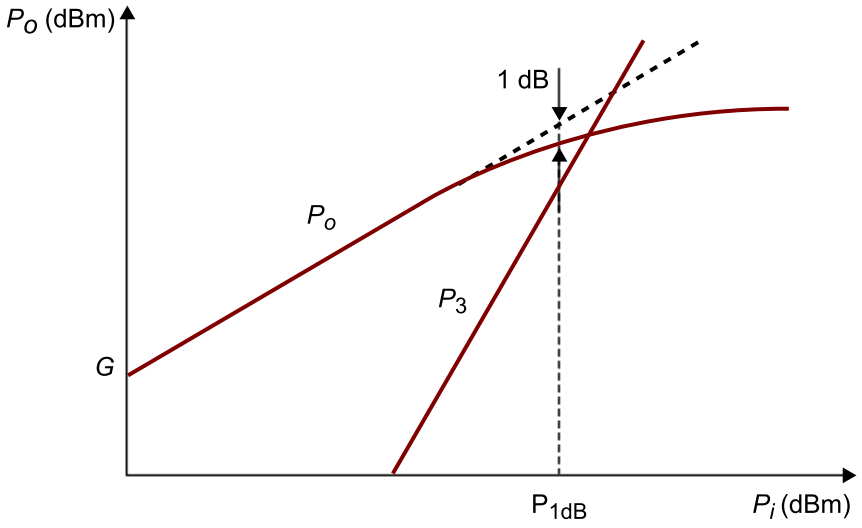
$$20\log\left(1+\frac{3k_3A_{1dB}^2}{4k_1}\right)=-1\ \text{dB} \qquad 1.46$$

que nos permite calcular la amplitud de la señal de entrada en este punto, A_{1dB}. Y de aquí se obtiene el nivel de compresión:

$$P_{1dB}=\frac{A_{1dB}^2}{2} \qquad 1.47$$

En la figura 10 tenemos representado el nivel de compresión a 1 dB para una distorsión de orden 3. Observamos que el nivel de compresión siempre se encuentra por debajo del punto de cruce de las rectas.

Figura 10. Representación del nivel de compresión a 1 dB



4.2.4. Productos de intermodulación

Cuando se aplican dos señales de frecuencias cercanas f_1 y f_2 y de amplitud similar en un dispositivo no lineal representado por la expresión 1.49, aparecen nuevas frecuencias –combinación de aquellas– llamadas **productos de intermodulación**.

$$x(t) = A_1\cos(\omega_1 t) + A_2\cos(\omega_2 t) \qquad 1.48$$

$$y(t) = k_1 x(t) + k_2 x^2(t) + k_3 x^3(t) \qquad 1.49$$

El término de primer orden genera los **productos fundamentales** siguientes:

$$k_1 A_1\cos(\omega_1 t) + k_1 A_2\cos(\omega_2 t) \qquad 1.50$$

El término de segundo orden genera términos de continua, los armónicos de segundo orden y los productos de intermodulación de orden 2:

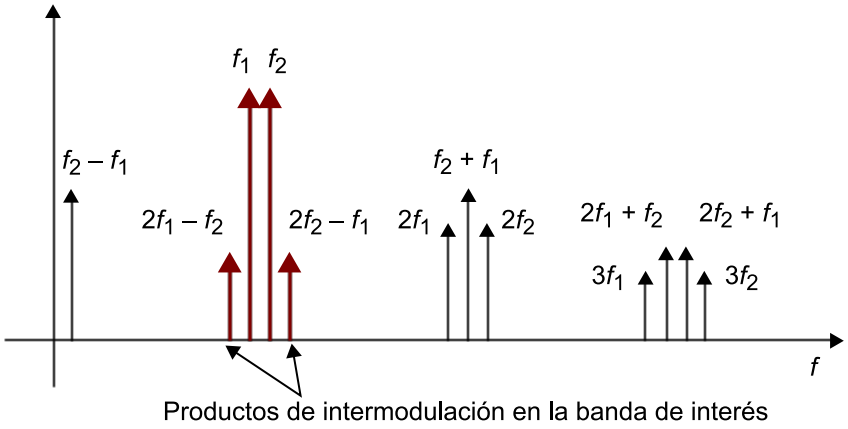
$$\begin{aligned}&\frac{k_2 A_1^2}{2} + \frac{k_2 A_2^2}{2} + \frac{k_2 A_1^2}{2}\cos(2\omega_1 t) + \frac{k_2 A_2^2}{2}\cos(2\omega_2 t) + \\ &+ \frac{k_2 A_1 A_2}{2}\left[\cos((\omega_1+\omega_2)t) + \cos((\omega_1-\omega_2)t)\right]\end{aligned} \qquad 1.51$$

El término de tercer orden genera términos en la frecuencia fundamental, armónicos de tercer orden y los productos de intermodulación de orden 3:

$$\begin{aligned}&\frac{3k_3}{2}\left[A_1 A_2^2 + \frac{A_1^3}{2}\right]\cos(\omega_1 t) + \frac{3k_3}{2}\cos\left[A_1^2 A_2 + \frac{A_2^3}{2}\right]\cos(\omega_2 t) + \\ &+ \frac{k_3 A_1^3}{4}\cos(3\omega_1 t) + \frac{k_3 A_2^3}{4}\cos(3\omega_2 t) + \\ &+ \frac{3k_3 A_1^2 A_2}{4}[\cos(2\omega_1 t + \omega_2 t) + \cos(2\omega_1 t - \omega_2 t)] + \\ &+ \frac{3k_3 A_1 A_2^2}{4}[\cos(2\omega_2 t + \omega_1 t) + \cos(2\omega_2 t - \omega_1 t)]\end{aligned} \qquad 1.52$$

En la figura 11 tenemos la representación gráfica de los productos de intermodulación obtenidos según la frecuencia teniendo en cuenta la amplitud que tienen.

Figura 11. Representación de los productos de intermodulación de segundo y tercer orden



La no-linealidad de segundo orden produce productos de intermodulación de segundo orden. Observamos que crecen proporcionalmente con A_2, y las nuevas frecuencias que genera están en torno al segundo armónico y la frecuencia diferencia.

La no-linealidad de tercer orden genera productos de intermodulación en torno al tercer armónico y a las frecuencias de entrada, y su crecimiento es tres veces mayor que el fundamental.

Normalmente, por filtrado paso banda podemos eliminar los productos de intermodulación alejados de las frecuencias de entrada, y, por lo tanto, los productos de intermodulación de segundo orden se pueden eliminar con facilidad; en cambio, en el tercer orden aparecen los términos $(2f_1 - f_2)$ y $(2f_2 - f_1)$, que, como quedan cerca de las señales de entrada, son más difíciles de eliminar.

4.2.5. Punto de intercepción

El **punto de intercepción** se define como el punto teórico donde se cruzan las rectas de respuesta lineal del sistema (fundamental) y las rectas de los productos de intermodulación, en la escala doble logarítmica.

En el caso del punto de intercepción de segundo orden, igualando las potencias de salida obtenemos la fórmula 1.53.

$$P_o(\text{dBm}) = P_2(\text{dBm}) \qquad 1.53$$

Por lo tanto:

$$G(\text{dB}) + IP_i(\text{dBm}) = G_2(\text{dB}) + 2IP_i(\text{dBm}) \qquad 1.54$$

Representación del punto de intercepción

El punto de intercepción se representa por las coordenadas (IP_i, IP_o)..

Entonces, obtenemos:

$$IP_i(\text{dBm}) = G(\text{dB}) - G_2(\text{dB}) \qquad 1.55$$

Sustituyendo IP_i en uno de los lados de la igualdad 1.54, obtenemos:

$$IP_o(\text{dBm}) = 2G(\text{dB}) - G_2(\text{dB}) \qquad 1.56$$

Por el punto de intercepción de tercer orden, igualamos potencias:

$$P_o(\text{dBm}) = P_3(\text{dBm}) \qquad 1.57$$

$$G(\text{dB}) + IP_i(\text{dBm}) = G_3(\text{dB}) + 3IP_i(\text{dBm}) \qquad 1.58$$

Entonces, despejando IP_i obtenemos:.

$$IP_i(\text{dBm}) = \frac{G(\text{dB}) - G_3(\text{dB})}{2} \qquad 1.59$$

Y sustituyendo IP_i en uno de los lados de la igualdad 1.58, obtenemos:

$$IP_o(\text{dBm}) = \frac{3G(\text{dB}) - G_3(\text{dB})}{2} \qquad 1.60$$

Actividad 2

Tenemos un amplificador con el modelo siguiente: $y(t) = a_1x(t) + a_3x^3(t)$, con $a_1 = 100$ y $a_3 = -20$.

a) Obtened la expresión de la salida $y(t)$ si a la entrada llega una señal del tipo $x(t) = A\cos\omega_y t$.

b) Calculad el nivel de potencia del fundamental y del armónico según el nivel de potencia de la señal de entrada.

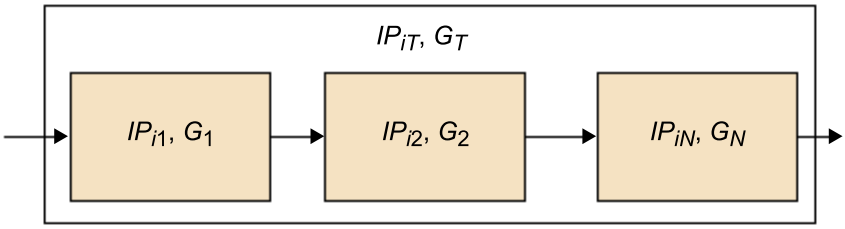
c) Calculad el nivel de compresión a 1 dB.

d) Calculad el punto de intercepción del amplificador.

4.2.6. Sistemas no lineales en cascada

Habitualmente, los sistemas están formados por varios elementos no lineales en cascada, de los que conocemos previamente los puntos de intercepción de segundo y tercer orden (figura 12). A partir de los puntos de intercepción individuales podemos calcular el punto de intercepción global.

Figura 12. Diagrama de bloques de un sistema en cascada



Para obtener el punto de intercepción total del sistema supondremos adaptación de impedancias de los diferentes elementos. En la fórmula 1.61 tenemos el resultado que se obtiene para *N* elementos.

$$\left(\frac{1}{IP_{oT}}\right)^q = \sum_{n=1}^{N}\left(\frac{1}{IP_{on}G_{n+1}\dots G_N}\right)^q \qquad 1.61$$

O bien:

$$\left(\frac{1}{IP_{iT}}\right)^q = \left(\frac{1}{IP_{i1}}\right)^q + \sum_{n=2}^{N}\left(\frac{G_1\dots G_{n-1}}{IP_{in}}\right)^q = \\ = \left(\frac{1}{IP_{i1}}\right)^q + \left(\frac{G_1}{IP_{i2}}\right)^q + \left(\frac{G_1G_2}{IP_{i3}}\right)^q + \dots + \left(\frac{G_1\cdot\cdot G_{N-1}}{IP_{iN}}\right)^q \qquad 1.62$$

Observación

Hay un punto de intercepción global para cada orden que se tiene que calcular a partir de los diferentes puntos de intercepción individuales del orden correspondiente.

con:

$$q = \frac{m-1}{2} \qquad 1.63$$

donde *m* es el orden de la distorsión.

La ganancia total del sistema la da el producto de la expresión 1.64.

$$G_T = \prod_{n=1}^{N} G_n \qquad 1.64$$

De la relación entre los puntos de intercepción observamos que para poder conseguir un punto de intercepción grande hace falta que las ganancias de las primeras etapas sean grandes para reducir el efecto de la distorsión de las etapas posteriores.

4.2.7. Efecto de un atenuador sobre el punto de intercepción

En los sistemas, habitualmente aparecen elementos con un comportamiento lineal, como es una línea de transmisión o una red de adaptación resistiva. En estos casos, como no hay distorsión, podemos considerar que el punto de intercepción es infinito.

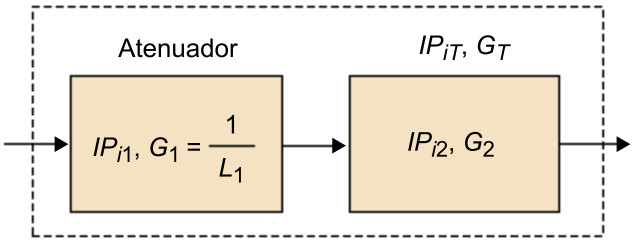
Supongamos el sistema representado en la figura 13. Entonces, aplicando la fórmula 1.61 obtenemos:

$$\left(\frac{1}{IP_{iT}}\right)^q = \left(\frac{1}{IP_{i1}}\right)^q + \left(\frac{G_1}{IP_{i2}}\right)^q \qquad 1.65$$

con q que depende del orden de la distorsión (m):

$$q = \frac{m-1}{2} \qquad 1.66$$

Figura 13. Representación de un sistema formado por un atenuador resistivo y un elemento no lineal



Considerando el punto de intercepción del atenuador infinito:

$$\left(\frac{1}{IP_{iT}}\right)^q = \left(\frac{1}{L_1 \cdot IP_{i2}}\right)^q \qquad 1.67$$

de donde obtenemos la relación entre los puntos de intercepción del sistema con atenuador, IP_{iT}, y sin atenuador, IP_{i2}:

$$IP_{iT} = L_1 \cdot IP_{i2} \qquad 1.68$$

$$IP_{iT}(\text{dBm}) = L_1(\text{dB}) + IP_{i2}(\text{dBm}) \qquad 1.69$$

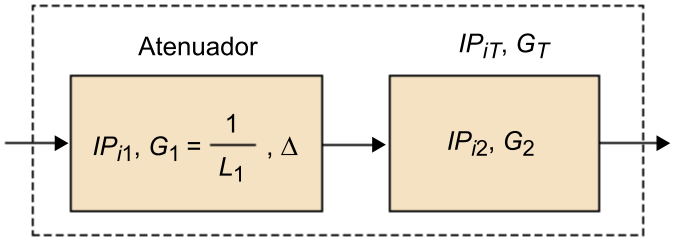
Observamos que el atenuador produce un aumento, o mejora, del punto de intercepción.

4.2.8. Efecto de la selectividad sobre el punto de intercepción

La inclusión de un filtro selectivo con selectividad, Δ, tal como se observa en la figura 14, produce un efecto parecido al del atenuador incrementando el punto de intercepción de una distorsión de orden m según la relación:

$$IP_{iT}(\text{dBm}) = \frac{m}{m-1}\Delta(\text{dB}) + IP_{i2}(\text{dBm}) \qquad 1.70$$

Figura 14. Representación de un sistema formado por un atenuador selectivo y un elemento no lineal



4.3. Relación de rechazo y margen dinámico

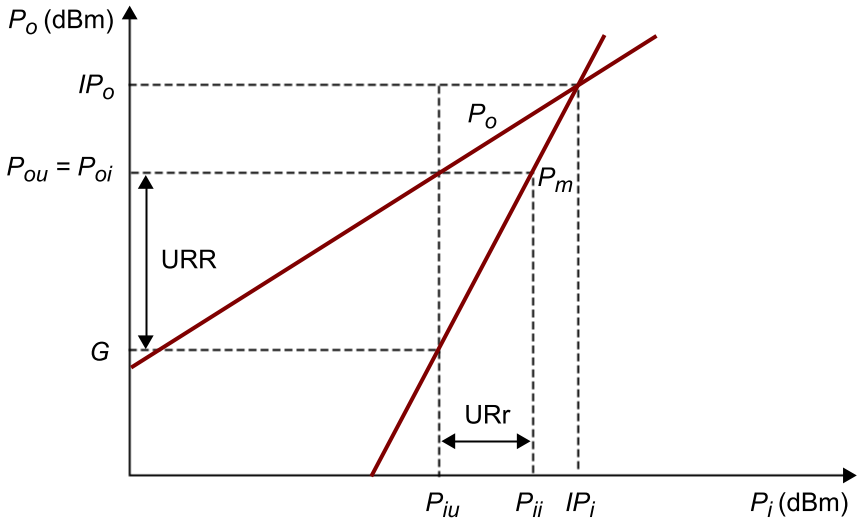
4.3.1. Relación de rechazo a la salida

Dada una determinada potencia a la entrada, la diferencia que tendremos a la salida entre la potencia de la señal útil (P_{ou}) y la potencia de señal interferente (P_{oi}) es lo que denominamos **relación de rechazo a la salida**[7].

[7]En inglés, *undesired response rejection* (URR).

En la figura 15 observamos la representación de la relación de rechazo a la salida sobre el gráfico de potencias.

Figura 15. Representación de las relaciones de rechazo a la entrada (URr) y a la salida (URR)



La relación de rechazo se puede obtener a partir del punto de intercepción (IP_i), del orden de la distorsión (m) y del nivel de potencia útil (P_{iu}), tal como se observa en la expresión 1.71.

$$URR(\text{dB}) = P_{ou} - P_{oi} = (m-1)(IP_i - P_{iu}) = (m-1)(IP_o - P_{ou}) \qquad 1.71$$

4.3.2. Relación de rechazo a la entrada

La **relación de rechazo a la entrada**[8] nos mide el incremento de potencia que podemos aplicar a la entrada sin que la potencia del espurio a la salida sobrepase la potencia de señal útil.

(8)En inglés, *undesired response rejection* (URr).

Tal como se observa en la figura 15, cuando las potencias de señal útil a la salida, P_{ou}, e interferente a la salida, P_{oi}, sean iguales, la diferencia entre los niveles de potencia de señal útil (P_{iu}) y señal interferente (P_{ii}) a la entrada toman el valor de la *URr*. A partir de esta definición obtenemos la expresión 1.72, que nos permite obtener el valor de la relación de rechazo a la entrada para una distorsión de orden *m*.

$$URr(\text{dB}) = P_{ii} - P_{iu} = \frac{m-1}{m}(IP_i - P_{iu}) = \frac{m-1}{m}(IP_o - P_{ou}) \qquad 1.72$$

4.3.3. Margen dinámico libre de espurios

Ved también

Podéis ver el ruido térmico en el subapartado 3.1 de este módulo didáctico.

Tal como hemos visto, a la entrada de cualquier cuadripolo siempre hay una potencia de ruido de valor kT_aB, donde T_a es la temperatura de ruido del elemento que hay a la entrada del cuadripolo. Teniendo en cuenta que el cuadripolo añade un ruido equivalente a la entrada, la potencia equivalente de ruido que habrá a la entrada la dará la expresión 1.73:

$$P_{ni} = K(T_a + T_{eq})B = K(T_a + (F-1)T_0)B \qquad 1.73$$

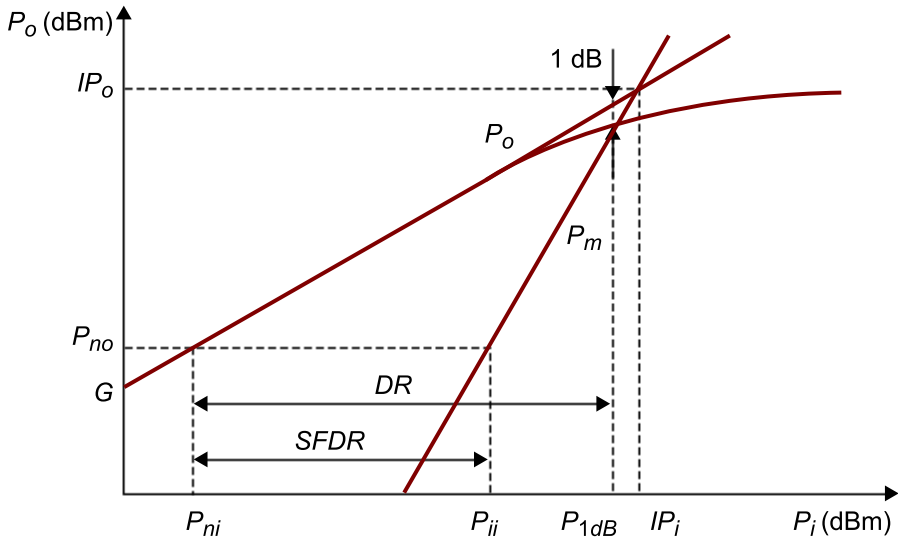
donde *K* es la constante de Boltzman, T_o la temperatura física del cuadripolo, T_{eq} la temperatura equivalente de ruido del cuadripolo y *B* el ancho de banda utilizado.

La potencia de ruido a la salida del cuadripolo se obtiene del producto de la ganancia *G* por la potencia de ruido equivalente a la entrada (ecuación 1.74).

$$P_{no} = GP_{ni} \qquad 1.74$$

El margen dinámico libre de espurios es el margen de potencias que puede haber a la entrada para que la potencia de ruido a la salida esté por encima de la potencia de los espurios, por lo que los espurios estarán por debajo del umbral de ruido y no habrá que tenerlos en cuenta (figura 16).

Figura 16. Representación del margen dinámico libre de espurios (SFDR) y del margen dinámico (DR)



Matemáticamente, definimos el **margen dinámico libre de espurios** (SFDR[9]) como la diferencia entre el nivel de potencia interferente a la entrada, P_{ii}, y la potencia equivalente de ruido a la entrada, P_{ni}. El valor de este margen se puede calcular a partir del orden de la distorsión, m, y del punto de intercepción a la entrada, IP_i (fórmula 1.75).

$$SFDR(\text{dB}) = P_{ii} - P_{ni} = \frac{m-1}{m}(IP_i - P_{ni}) \qquad 1.75$$

[9]SFDR es la abreviatura inglesa para *margen dinámico libre de espurios*.

4.3.4. Margen dinámico

El **margen dinámico (DR)** del cuadripolo es el margen de potencias a la entrada que el cuadripolo puede trabajar, y se define como la diferencia entre el nivel de compresión a 1 dB, $P_{1\text{dB}}$, y la potencia de ruido equivalente a la entrada, P_{ni}, tal como se observa en la figura 16.

$$DR(\text{dB}) = P_{1\text{dB}} - P_{ni} \qquad 1.76$$

Actividad 3

Suponiendo que el amplificador de la actividad 2 tiene conectada a la entrada una antena adaptada con temperatura equivalente de ruido $T_a = 10^3$ K y que el amplificador tiene una figura de ruido de 6 dB, ancho de banda 1 MHz, impedancia de entrada 50 Ω y se encuentra a temperatura ambiente, calculad:

a) La potencia equivalente de ruido a la entrada del amplificador.

b) El margen dinámico libre de espurios del amplificador.

c) Cuál tiene que ser el valor máximo de potencia interferente que podemos tener a la entrada del cuadripolo para que a la salida los productos de intermodulación estén por debajo del nivel de ruido.

d) La sensibilidad del amplificador si queremos tener una relación señal-ruido a la salida de 20 dB.

Resumen

En este módulo introductorio hemos comentado los principales elementos que forman un sistema de radiocomunicaciones y las principales características de este sistema.

La mayor parte de las características, tanto del emisor como del receptor, se basan en definir los parámetros que tienen que permitir una buena comunicación. Para que la transmisión sea de calidad se tienen que poder eliminar o limitar los efectos negativos que produce el ruido, las interferencias y las distorsiones debidas a las no-linealidades de los elementos que forman el sistema de radiocomunicaciones.

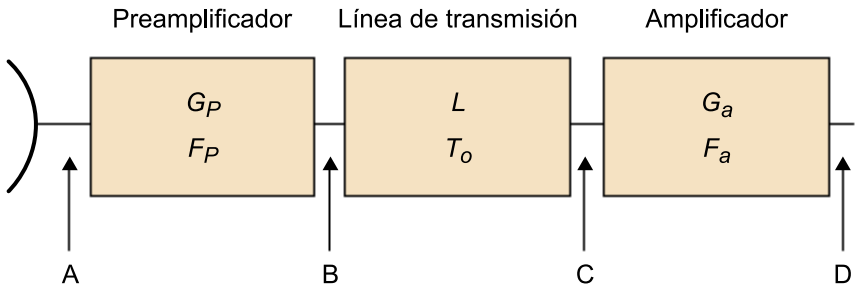
Buena parte del módulo lo hemos dedicado, pues, a caracterizar el ruido y poderlo de este modo cuantificar, mediante la temperatura equivalente de ruido o del factor de ruido, para poder conocer el nivel de ruido que hay en cada punto del sistema y poder calcular así la relación señal-ruido y conocer la calidad de la transmisión.

Asimismo, en el cuarto apartado, hemos definido la distorsión y estudiado cuál es el efecto de las no-linealidades, centrándonos en las más comunes: las de segundo y tercer orden. Mediante la definición de algunos parámetros que relacionan las interferencias con la señal útil y con el ruido podemos saber cómo es la distorsión y en qué niveles de potencia tiene que trabajar el sistema para evitar el efecto.

Ejercicios de autoevaluación

1. Dada la cadena de bloques del equipo de comunicaciones representado en la figura siguiente, formado por una antena, un preamplificador, una línea de transmisión y un amplificador, sabemos que el nivel de señal en el punto A, justo a la salida de la antena, vale S_A. El nivel de ruido, en el mismo punto de la cadena, vale N_A. G_a, G_p y F_a, F_p son las ganancias y los factores de ruido del amplificador y el preamplificador respectivamente. L es la atenuación (en dB) de la línea de transmisión. El ancho de banda del equipo es B. K es la constante de Boltzman y T_o, la temperatura ambiente.

Diagrama de bloques del equipo de comunicaciones



Os pedimos:

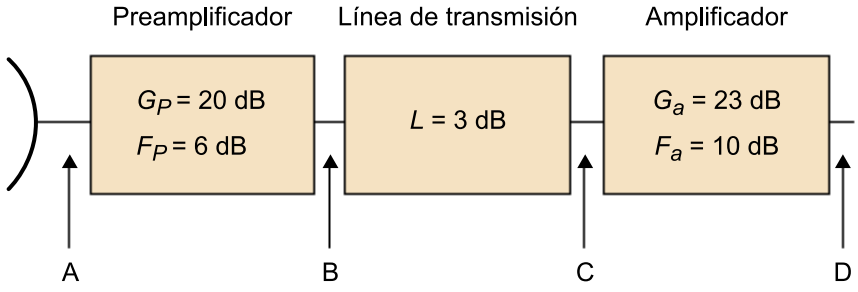
a) ¿Cuál es la expresión de la potencia de señal a la salida (punto D), según los parámetros de la cadena?

b) ¿Cuál es la expresión de la potencia de ruido en los puntos B, C y D, según los parámetros de la cadena?

c) ¿Cuál es la expresión del factor de ruido del conjunto?

2. Dada la cadena de bloques del equipo de comunicaciones del ejercicio 1, tenemos que el nivel de ruido en el punto A vale $2{,}9 \cdot 10^{-14}$ W. G_a, G_p y F_a, F_p son las ganancias y los factores de ruido del amplificador y el preamplificador, respectivamente. L es la atenuación (en dB) de la línea de transmisión.

Diagrama de bloques del equipo de comunicaciones



Os pedimos cuál tiene que ser la potencia de señal útil (en dBm) en el punto A para que la relación señal-ruido a la salida (punto D) sea de 35 dB.

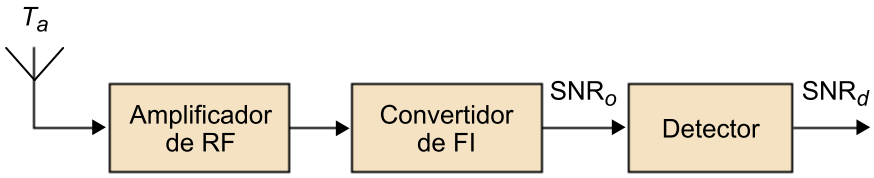
3. Tenemos un amplificador de RF a temperatura ambiente con una característica entrada-salida:

$$y(t) = a_1 x(t) - a_3 x^3(t), \text{ con } a_1 = 12 \text{ y } a_3 = 4 \cdot 10^3$$

a) Si a la entrada llega una señal del tipo $x(t) = A\cos\omega_0 t$, obtened las expresiones que nos representan los niveles de potencia de salida (fundamental y espurio) según el nivel de potencia de la entrada.

b) Calculad el punto de intercepción y representadlo gráficamente, si tenemos una antena conectada a la entrada del amplificador y el amplificador está conectado a un receptor como indica la figura siguiente, donde todos los bloques están adaptados.

Diagrama de bloques del receptor



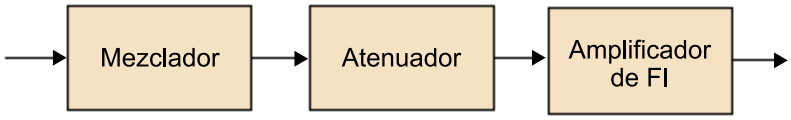
Datos del convertidor de FI: F = 12 dB, B = 4 MHz, G = 40 dB

c) Calculad el margen dinámico libre de espurios.

d) Si tenemos una señal interferente a la entrada $i(t) = I\cos\omega_i t$ indicad el valor máximo de I que garantice que la potencia del espurio a la salida del convertidor de FI se encuentre por debajo del nivel de ruido.

e) Calculad la sensibilidad del receptor para tener una relación SNR_d = 27 dB, dado el convertidor de FI formado por:

Diagrama de bloques del convertidor



f) Calculad las pérdidas que ha de tener el atenuador según los siguientes datos:

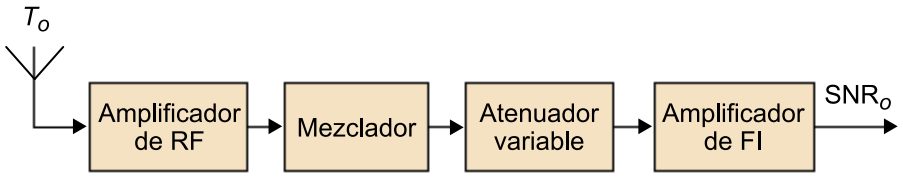
- Amplificador de RF: G = 30 dB, T_{eq} = 4 K
- Mezclador: G = –4 dB, F = 7 dB
- Amplificador de FI: F = 4 dB, B = 100 kHz
- Temperatura de antena: T_a = 14 K
- Relación entre SNR a la entrada y la salida del detector:

$$SNR_d = \begin{cases} 3\beta^2 SNR_o & , \quad SNR_o \geq 4 \\ \frac{3}{4\beta} e^{SNR_o} & , \quad SNR_o \leq 4 \end{cases} \qquad 1.86$$

donde β = 5/3 (índice de modulación).

4. Fijaos en el receptor de la figura siguiente, sobre el cual inciden dos señales interferentes de potencia –23 dBm. Considerad la impedancia de la antena de 50 Ω y que todos los bloques están adaptados y a temperatura ambiente.

Diagrama de bloques del receptor



a) Considerando que el atenuador tiene unas pérdidas de L_{AT} = 10 dB, calculad la SNR_o mínima que obtendremos si el receptor tiene una sensibilidad de $V_i = 6\ \mu V_{ef}$.

b) La señal recibida a la entrada puede disminuir hasta un 75% de la amplitud que tiene. Esta variación la tiene que compensar el atenuador. Calculad la atenuación mínima del atenuador para tener la SNR_o del apartado anterior.

c) Considerando L_{AT} = 10 dB, calculad el margen dinámico libre de espurios del receptor.

d) Considerando L_{AT} = 10 dB, calculad el mínimo punto de intercepción de la etapa de FI que garantice que los productos de intermodulación de orden 3 a la salida del receptor estén por debajo del nivel de ruido.

Tened en cuenta los siguientes datos:

- Amplificador de RF: G = 15 dB, IP_i = 20 dBm, NF = 4 dB
- Mezclador: IP_i = 40 dBm, G = –7 dB, NF = 8 dB
- Amplificador de FI: NF = 6 dB, G = 22 dB, B = 4 MHz

Solucionario

Ejercicios de autoevaluación

1. Tenemos:

a) La potencia de señal a la salida (punto D) es directamente el producto de las ganancias y atenuaciones de cada bloque:

$$S_D = S_A \cdot G_p \cdot \left(\frac{1}{L}\right) \cdot G_a \qquad 1.77$$

b) En este caso debemos tener en cuenta la porción de ruido que se añade a cada etapa.

En el punto B:

$$N_B = N_A \cdot G_p + KT_o \cdot (F_p - 1)B \qquad 1.78$$

En el punto C, teniendo presente que L es la atenuación de la línea, tenemos:

$$N_C = N_B \cdot \left(\frac{1}{L}\right) + KT_o \cdot \left(1 - \frac{1}{L}\right)B = \left(\frac{1}{L}\right)\left(N_A \cdot G_p + KT_o \cdot B\left(F_p + L - 2\right)\right) \qquad 1.79$$

Finalmente, en el punto D:

$$\begin{aligned} N_D &= N_C \cdot G_a + KT_o \cdot (F_a - 1)B \\ &= G_d\left(\frac{1}{L}\right)\left(N_A \cdot G_p + KT_o \cdot B\left(F_p + L - 2\right)\right) + KT_o \cdot (F_a - 1)B \end{aligned} \qquad 1.80$$

c) En el ejemplo 2 hemos visto que el factor de ruido del cable atenuador F_c es igual a su atenuación L. Encontraremos el factor de ruido del conjunto aplicando la fórmula de Friis:

$$F = F_p + \frac{L-1}{G_p} + \frac{F_a - 1}{G_p \frac{1}{L}} \qquad 1.81$$

2. Si recogemos la expresión obtenida por N_D al final del apartado **b** del primer ejercicio y la particularizamos para los valores que nos proporciona el enunciado tendremos la potencia de ruido a la salida. Este valor lo tenemos que dar en dBm (dB referidos a un milivatio). Esto es, a la salida hay una potencia de ruido de:

$$10\log_{10}\left(\frac{N_D[\text{Watios}]}{10^{-3}[\text{Watios}]}\right) = 10\log_{10}\left(N_D\right) + 30 = -58\ \text{dBm} \qquad 1.82$$

Si la potencia de señal útil tiene que ser 35 dB superior, aprovechando los resultados del apartado **a** del ejercicio 1, tenemos:

$$10\log_{10}\left(S_A \cdot G_p \cdot \left(\frac{1}{L}\right)G_a\right) = -23\ \text{dBm} \qquad 1.83$$

esto es:

$$10\log_{10}\left(S_A\right) + G_p[\text{dB}] \cdot - L[\text{dB}] + G_d[\text{dB}] = -23\ \text{dBm} \qquad 1.84$$

Por lo tanto:

$$10\log_{10}\left(S_A\right) = -63\ \text{dBm} \qquad 1.85$$

3.a) Sustituyendo la señal de entrada $x(t)$, obtenemos la expresión de salida $y(t)$:

$$x(t) = A\cos\left(\omega_0 t\right) \qquad 1.87$$

$$y(t) = a_1 x(t) - a_3 x^3(t) = \left(a_1 + \frac{3a_3 A^2}{4}\right) A\cos(\omega_0 t) + \frac{a_3 A^3}{4}\cos(3\omega_0 t) \qquad 1.88$$

Suponiendo que se cumple:

$$\frac{3k_3 A^2}{4k_1} << 1 \qquad 1.89$$

obtendremos las potencias de salida de los diferentes componentes:

$$P_O(\text{dBm}) = G(\text{dB}) + P_i(\text{dBm}) \qquad 1.90$$

$$P_3(\text{dBm}) = G_3(\text{dB}) + 3P_i(\text{dBm}) \qquad 1.91$$

donde:

$$P_i(\text{dBm}) = 10\log\frac{A^2}{2} \qquad 1.92$$

$$G(\text{dB}) = 10\log a_1^2 = 21{,}6 \text{ dB} \qquad 1.93$$

$$G_3(\text{dB}) = 20\log\frac{a_3}{2} = 66 \text{ dB} \qquad 1.94$$

b) Por el punto de intercepción de tercer orden, en el punto donde se cruzan las rectas de las potencias:

$$21{,}6 + IP_i(\text{dBm}) = 66 + 3IP_i(\text{dBm}) \qquad 1.95$$

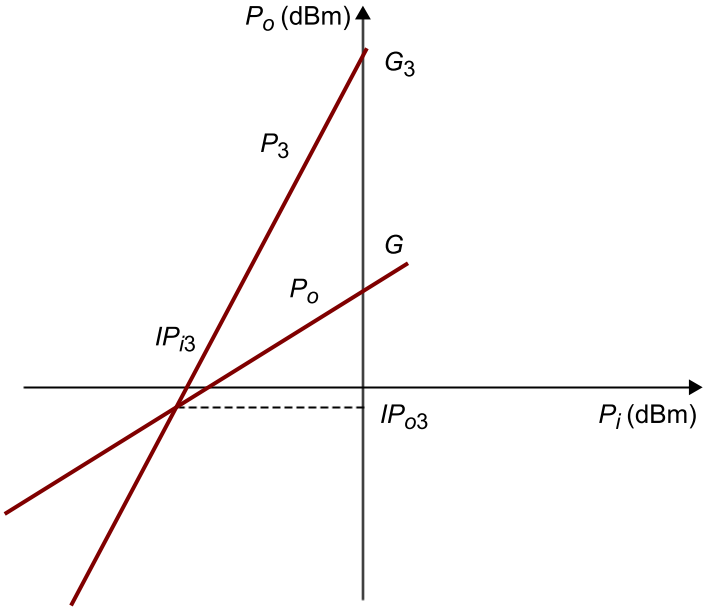
Despejando:

$$IP_i(\text{dBm}) = -22{,}2 \text{ dBm} \qquad 1.96$$

$$IP_O(\text{dBm}) = -0{,}6 \text{ dBm} \qquad 1.97$$

En la figura siguiente presentamos la representación gráfica del punto de intercepción y las rectas de potencia.

Diagrama de bloques del receptor



c) Para obtener el margen dinámico libre de espurios, se tiene que encontrar la potencia equivalente de ruido. Primero obtenemos el factor de ruido del receptor:

$$F = F_{RF} + \frac{F_{FI} - 1}{G_{RF}} = \left(1 + \frac{4}{290}\right) + \frac{15{,}85 - 1}{1.000} = 1{,}03 \qquad 1.98$$

que nos permite calcular la temperatura equivalente de ruido:

$$T_{eq} = 290(1{,}03 - 1) = 8{,}7\ \text{K} \qquad 1.99$$

Por lo tanto, la potencia:

$$P_{ni} = k(T_a + T_{eq})B = 1{,}38 \cdot 10^{-23}(14 + 8{,}7)4 \cdot 10^6 = 1{,}25 \cdot 10^{-15} W = -119\ \text{dBm} \qquad 1.100$$

Sustituyendo:

$$URr(\text{dB}) = P_{ii} - P_{iu} = \frac{m-1}{m}(IP_i - P_{iu}) = \frac{m-1}{m}(IP_o - P_{ou}) \qquad 1.101$$

d) La señal interferente tiene la expresión:

$$i(t) = I\cos(\omega_i t) \qquad 1.102$$

La máxima potencia de señal interferente a la salida es:

$$P_{ii} \leq P_{ni} + SFDR = -119 + 64{,}55 = -54{,}45\ \text{dBm} = 3{,}6 \cdot 10^{-9}\ \text{W} \qquad 1.103$$

Por lo tanto, ha de haber una amplitud:

$$I = \sqrt{2P_{ii}} = 84{,}7\ \mu\text{V} \qquad 1.104$$

e) La máxima potencia de señal interferente a la salida la obtenemos aplicando la ecuación que nos relaciona las relaciones señal-ruido a la entrada y a la salida del detector:

$$SNR_o = \frac{1}{3\beta^2} SNR_d = \frac{1}{3(5/3)^2} 501 = 60{,}14 \qquad 1.105$$

Entonces:

$$P_{si} = SNR_O P_{ni} = 60{,}14 \cdot 1{,}25 \cdot 10^{-15} = 7{,}5 \cdot 10^{-14}\ \text{W} = -101{,}24\ \text{dBm} \qquad 1.106$$

f) Para obtener las pérdidas que ha de tener el atenuador partimos del factor de ruido conocido del conjunto del convertidor de FI:

$$F = F_m + \frac{L-1}{G_m} + \frac{F_{FI}-1}{G_m L^{-1}} = 5 + \frac{L-1}{0{,}4} + \frac{2{,}5-1}{0{,}4} L = 15{,}85 \qquad 1.107$$

$$L = 1{,}73 = 2{,}38\ \text{dB} \qquad 1.108$$

4.a) Si el receptor tiene una sensibilidad de $V_i = 6\ \mu V_{ef}$, la potencia mínima de señal en la entrada es:

$$P_i = \frac{V_i^2}{R} = \frac{(6 \cdot 10^{-6})^2}{50} = 0{,}72\ \text{pW} = -91{,}4\ \text{dBm} \qquad 1.109$$

Considerando que el atenuador tiene unas pérdidas de $L_{AT} = 10$ dB, el factor de ruido del receptor se puede calcular siguiendo la fórmula de Friis:

$$F_T = F_{RF} + \frac{F_M - 1}{G_{RF}} + \frac{F_{AT} - 1}{G_{RF} G_M} + \frac{F_{FI} - 1}{G_{RF} G_M G_{AT}} = \\ = 2{,}51 + \frac{6{,}31 - 1}{31{,}62} + \frac{10 - 1}{31{,}62 \cdot 0{,}2} + \frac{4 - 1}{31{,}62 \cdot 0{,}2 \cdot 0{,}1} = 8{,}81 \qquad 1.110$$

Entonces, la temperatura:

$$T_{eq} = 290(8{,}81 - 1) = 2.266\ \text{K} \qquad 1.111$$

Por lo tanto, la potencia:

$$P_{ni} = k(T_o + T_{eq}) B_{FI} = 1{,}38 \cdot 10^{-23}(290 + 2.266) 4 \cdot 10^6 = \\ = 1{,}43 \cdot 10^{-13}\ \text{W} = -98{,}5\ \text{dBm} \qquad 1.112$$

Así, la relación señal-ruido en la salida:

$$SNR_O = \frac{P_i}{P_{ni}} = \frac{7{,}2 \cdot 10^{-13}}{1{,}43 \cdot 10^{-13}} \approx 5 \qquad 1.113$$

b) La señal recibida en la entrada puede disminuir hasta un 75% de su amplitud; luego, supongamos que en la entrada hay el 75% de la señal:

$$V_{i\min} = 75 \frac{V_i}{100} = 4{,}5 \mu V_{ef} \qquad 1.114$$

Entonces, podemos calcular las potencias:

$$P_{i\min} = \frac{V_{i\min}^2}{R} = \frac{(4{,}5 \cdot 10^{-6})^2}{50} = 4 \cdot 10^{-13}\ \text{W} \qquad 1.115$$

$$P_{ni} = \frac{P_{i\min}}{SNR_O} = \frac{4 \cdot 10^{-13}}{5} \approx 8 \cdot 10^{-14}\ \text{W} \qquad 1.116$$

Igualando con la expresión de la potencia equivalente de ruido en la entrada:

$$P_{ni} = k(T_o + Teq) B_{FI} = 1{,}38 \cdot 10^{-23}(290 + T_{eqT}) 4 \cdot 10^6 = 8 \cdot 10^{-14}\ \text{W} \qquad 1.117$$

obtenemos la temperatura equivalente de ruido y el factor de ruido del receptor:

$$T_{eqT} = 1.159K\ ,\ F_T = 1 + \frac{T_{eqT}}{T_o} = 5 \qquad 1.118$$

Sabiendo que para un atenuador se cumple que $F_{AT} = L_{AT}$:

$$\begin{aligned} F_T &= F_{RF} + \frac{F_M - 1}{G_{RF}} + \frac{F_{AT} - 1}{G_{RF} G_M} + \frac{F_{FI} - 1}{G_{RF} G_M G_{AT}} \\ 5 &= 2{,}51 + \frac{6{,}31 - 1}{31{,}62} + \frac{L_{AT} - 1}{31{,}62 \cdot 0{,}2} + L_{AT} \frac{4 - 1}{31{,}62 \cdot 0{,}2} \end{aligned} \qquad 1.119$$

la atenuación mínima es: $L_{AT} \approx 4 = 6$ dB

c) El margen dinámico libre de espurios del receptor si $L_{AT} = 10$ dB:

$$SFDR(\text{dB}) = P_{ii} - P_{ni} = -23 + 98{,}5 = 75{,}5 \text{ dB} \qquad 1.120$$

d) Obtenemos el mínimo punto de intercepción de la etapa de FI a partir de SFDR:

$$\begin{aligned} SFDR(dB) &= \frac{m-1}{m}\left(IP_{iT} - P_{ni}\right) \\ 75{,}5 &= \frac{3-1}{3}\left(IP_{iT} + 98{,}5\right) \end{aligned} \qquad 1.121$$

de donde obtenemos el punto de intercepción de todo el receptor: $IP_{iT} = 14{,}75$ dBm.

De la expresión 1.62, con $q = 1$, obtenemos:

$$\frac{1}{IP_{iT}} = \frac{1}{IP_{iRF}} + \frac{G_{RF}}{IP_{iM}} + \frac{G_{RF} G_M}{IP_{iAT}} + \frac{G_{RF} G_M G_{AT}}{IP_{iFI}} \qquad 1.122$$

$$\frac{1}{28{,}85 \cdot 10^{-3}} = \frac{1}{0{,}1} + \frac{31{,}62}{10} + \frac{31{,}62 \cdot 0{,}2}{\infty} + \frac{31{,}62 \cdot 0{,}2 \cdot 0{,}1}{IP_{iFI}} \qquad 1.123$$

Por lo tanto: $IP_{iFI} = 15$ dBm

Glosario

dispositivo activo *m* Dispositivo que para funcionar necesita recibir la alimentación de una fuente externa (p. ej., un amplificador).

dispositivo pasivo *m* Dispositivo que para funcionar no necesita alimentación externa (p. ej., una línea de transmisión).

distorsión *f* Alteración en la forma de una señal debida a la pérdida de linealidad o al mal funcionamiento de algún dispositivo.

espurios *m pl* Frecuencias que están fuera de la banda útil y pueden ser eliminadas sin afectar a la transmisión. Pueden ser armónicos, frecuencias parásitas o productos de intermodulación.

F Véase **factor de ruido**.

factor de ruido *m* Relación entre la potencia de ruido a la salida del cuadripolo y la que habría si el cuadripolo no fuera ruidoso. Este parámetro nos indica la cantidad de ruido que genera un dispositivo.
sigla **F**

figura de ruido *f* Nombre que a menudo se da al factor de ruido cuando es expresado en dB.
sigla **NF**

fórmula de Friis *f* Fórmula que permite el tratamiento unificado del ruido de una cadena de dispositivos a partir del conocimiento de la caracterización individual de estos dispositivos.

margen dinámico *m* Margen de potencias a la entrada con las que el cuadripolo puede trabajar.

margen dinámico libre de espurios *m* Margen de potencias en el que podemos mover la entrada para que la potencia de ruido de la salida sea siempre mayor que la potencia de espurios y, por lo tanto, los espurios queden enmascarados por el ruido.
sigla **SFDR**
en spurious free dynamic range

NF Véase **figura de ruido**.

nivel de compresión a 1 dB *m* Nivel de potencia de señal a la entrada en el que la ganancia a la salida se ha reducido un decibelio (símbolo, P_{1dB}).

productos de intermodulación *m pl* Frecuencias que se generan en un dispositivo no lineal combinación de las frecuencias de entrada.

punto de intercepción *m* Medida de la no-linealidad de un dispositivo.

receptor superheterodino *m* Receptor que utiliza la mezcla de frecuencias para convertir la señal recibida en una señal a la frecuencia intermedia para poderla procesar más convenientemente.

relación de rechazo a la salida *f* Diferencia entre la potencia de la señal útil y la potencia de señal interferente a la salida.
sigla **URR**
en undesired response rejection

relación de rechazo a la entrada *f* Incremento de potencia a la entrada para obtener la misma potencia de señal útil y de señal interferente a la salida.
sigla **URr**
en undesired response rejection

relación señal-ruido *f* Cociente de potencias de la señal útil y del ruido.
sigla **SNR**
en signal-to-noise ratio

ruido térmico *m* Ruido originado por el movimiento aleatorio de los electrones presentes en cualquier medio conductor. El nivel que tiene está estrechamente relacionado con el valor de la temperatura del conductor, y por eso tiene este nombre.

SFDR Véase **margen dinámico libre de espurios**.

signal-to-noise ratio *f* Véase **relación señal-ruido**.

SNR Véase **relación señal-ruido**.

spurious free dynamic range *m* Véase **margen dinámico libre de espurios**.

temperatura equivalente de ruido *f* Temperatura que sirve para medir el nivel de ruido que introducen los dispositivos. Este parámetro está relacionado con el factor de ruido.

Bibliografía

Carson, R. S. (1990). *Radio communications concepts: anolog*. Nueva York: John Wiley & Sons.

Sagers, R. C. (1982). "Intercept point and undesired responses". En: *Vehicular Technology Conference 32nd*, IEEE (n.° 32, págs. 219-230).

Sierra, M. y otros (2003). *Electrónica de comunicaciones*. Madrid: Pearson Educación.